



Ministero delle Attività Produttive
Direzione Generale per lo Sviluppo Produttivo e la Competitività
Ufficio Italiano Brevetti e Marchi
Ufficio G2

Autenticazione di copia di documenti relativi alla domanda di brevetto per:

Invenzione Industriale

N.

PR2002 A 000074



*Si dichiara che l'unita copia è conforme ai documenti originali
depositati con la domanda di brevetto sopraspecificata, i cui dati
risultano dall'accluso processo verbale di deposito.*

6 OTT. 2003

Roma, li

IL DIRIGENTE

Paola Giuliano

Dr.ssa Paola Giuliano

NUMERO DOMANDA | PR2002A000074 | REG. A

DATA DI DEPOSITO 03 | 11 | 2002 |

NUMERO BREVETTO |

A. RICHIEDENTE (1)

Denominazione | ZAPT S.P.A.

Residenza | POVIGLIO (RE) ITALIA

D. TITOLO

PROCEDIMENTO PER MISURARE LA VELOCITA' DI UN MOTORE AD INDUZIONE DALLO STATO DI FREQUENZA

APPLICATA NULLA

Classe proposta (sez./cl./scl/) |

(gruppo/sottogruppo) |

L. RIASSUNTO

- Il trovato si inserisce nel campo dei controllo Sensorless (senza encoder o altri trasduttori all'albero) di un motore ad induzione per la movimentazione di veicoli elettrici.

Più precisamente fornisce un procedimento di determinazione della velocità di un motore ad induzione quando la frequenza applicata sia nulla.

In queste condizioni, l'iniezione di una terna di correnti continue nelle fasi statoriche, consente di sviluppare una coppia che si oppone al moto (coppia di stazionamento). La coppia di stazionamento massima dipende dall'ampiezza della corrente iniettata. Essa può risultare troppo bassa, se il veicolo è carico e/o la pendenza elevata, o troppo alta (addirittura superflua) se il veicolo è in piano. Si propone perciò un procedimento con cui monitorare, a intervalli temporali definiti, la velocità della macchina dallo stato di applicazione della frequenza nulla e con cui risolvere la dicotomia detta.

Detto procedimento si può applicare in generale ad ogni evenienza di perdita di controllo della macchina per attuarne un efficace recupero in linea.

ING. FABRIZIO DALL'AGLIO
ALBO n. 325

M. DISEGNO

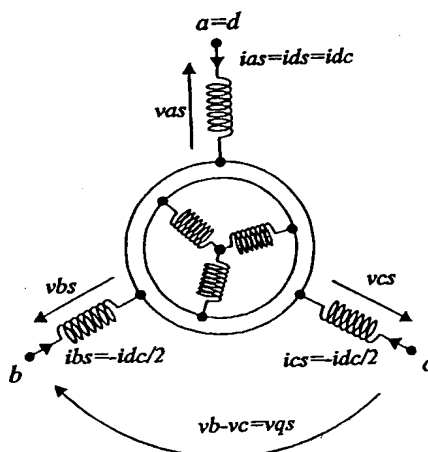


FIG. 1



PR 2002 A000074

Ing. Fabrizio Dallaglio
Albo N. 325 BM



TITOLO

annessa a domanda di brevetto per INVENZIONE INDUSTRIALE avente per
titolo: PROCEDIMENTO PER MISURARE LA VELOCITA' DI UN MOTORE AD
5 INDUZIONE DALLO STATO DI FREQUENZA APPLICATA NULLA

A nome: ZAPI S.P.A., di nazionalità italiana, con sede a Poviglio (RE) in via
Parma, 59

Inventore designato: IOTTI MAURIZIO

Il Mandatario: Ing. Fabrizio DALLAGLIO (Albo n. 325 BM) domiciliato presso

10 lo STUDIO ING. FABRIZIO DALLAGLIO in Parma, Viale Mentana, 92.

Depositata il 03/12/002 al N. PR 2002 A000074

15 Forma oggetto del presente trovato un procedimento per misurare la velocità
di un motore ad induzione dallo stato di frequenza applicata nulla in controllo
di tipo Sensorless.

La tipologia applicativa a cui il procedimento si applica utilmente è quella di
tutti gli impieghi in cui il carico è in grado di movimentare il motore in
condizioni di controllo rilasciato.

20 Per controllo rilasciato si intende l'azzeramento di ogni corrente nelle fasi
statoriche. L'applicazione principale (ma non l'unica) cui faremo riferimento è
quella della trazione di un veicolo elettrico su percorsi scoscesi:
abbandonando la macchina su una rampa, ad acceleratore rilasciato, si
produce una coppia tendente a movimentare la macchina lungo la discesa.

25 Quando parleremo di veicolo o di macchina intenderemo quella movimentata



dal motore.

Parlando dello stato di frequenza applicata nulla, intenderemo una qualunque situazione in cui sia applicata una terna non nulla di correnti continue nelle fasi statoriche a produrre un fasore non nullo di corrente (nel seguito detto
5 fasore o corrente di stazionamento) avente una orientazione spaziale fissa che potrà essere qualunque nell'ambito dei 360° elettrici.

Sono noti metodi di controllo sensorless per motori ad induzione basati sulla stima delle componenti di flusso magnetico.

E' noto altresì che nello stato di frequenza applicata nulla detti metodi
10 falliscono per l'azzeramento delle forze elettromotrici nelle fasi statoriche dalla cui misura si risale alle componenti di flusso.

Le difficoltà di misura del flusso a frequenza applicata nulla si possono ignorare se si dispone in alternativa di una misura di velocità. L'idea descritta di seguito rappresenta un procedimento per misurare la velocità della
15 macchina a partire dallo stato di frequenza applicata nulla.

Lo stato di frequenza applicata nulla sviluppa sul motore una coppia che si oppone al moto (coppia di stazionamento C_{stand}). Questa coppia di stazionamento sarà utile ad impedire la rotazione libera del veicolo una volta terminata qualunque manovra di decelerazione verso il fermo macchina.
20 Invariabilmente le operazioni di decelerazione a zero del veicolo termineranno con l'applicazione di un fasore di stazionamento. Qualora il veicolo si trovi su un percorso in discesa, il fasore di stazionamento, non ne produrrà l'arresto totale bensì ne frenerà la discesa secondo la modalità descritta di seguito.

Esplicitando l'espressione generale della Coppia (2.9) nel caso di frequenza
25 applicata nulla, si trova per la C_{stand} un'espressione il cui andamento

qualitativo (in funzione della velocità elettrica del motore ω_r e per due diverse ampiezze del fasore di stazionamento I_{dc}), si rappresenta sulla curva di FIG. 2 e che fa riferimento ad un motore da $P_n=1250W$ avvolto per $V_{fase}=16V_{eff}$ $f_c=75Hz$ e costante di tempo rotorica $Tr=62msec$.

- 5 Si può dimostrare, ed è anche evidenziato dalla FIG.2, che a bassa velocità la coppia di stazionamento è proporzionale al prodotto tra la velocità (ω_r) e il quadrato dell'ampiezza del fasore di stazionamento.

Si vede inoltre che, per una coppia di carico minore di C_{smax} (coppia massima di stazionamento), il veicolo verrà frenato e la sua discesa avverrà a
10 velocità bassa e controllata (si può dimostrare che sarà $\omega_r < 1/Tr$: nell'esempio riportato $\omega_r < 1/Tr = 2\pi 2.6Hz$).

Qualora la coppia di trascinamento verso la discesa superasse la C_{smax} , il punto di lavoro sconfinerebbe nella regione di collasso della coppia con conseguente accelerazione incontrollata del veicolo lungo la discesa.

- 15 In presenza dell'Encoder la difficoltà viene facilmente superata alzando la frequenza del controllo e limitando lo scorrimento a valori capaci di garantire ovunque la produzione della coppia massima.

In controllo Sensorless è abbastanza scontato ricorrere ad una gestione di tipo feedforward (cioè a catena aperta) della coppia di stazionamento:
20 converrà applicare la massima ampiezza del fasore di stazionamento e fino alla saturazione del motore, in modo da minimizzare il rischio di scavalco della coppia massima (C_{smax}).

Poiché, in condizioni operative il veicolo si muoverà prevalentemente su percorsi planari e in presenza di carichi parziali, l'applicazione di correnti di
25 stazionamento elevate comporterà l'inconveniente di un notevole spreco

d'energia.

Si aggiunga che, per l'incapacità di misurare il flusso nella macchina, non sarà possibile fare una stima della coppia di stazionamento in essere che ci consentirebbe di annullare le correnti qualora superflue.

- 5 Scopo del presente trovato è dunque quello di fornire un procedimento per decidere sulla utilità e adeguatezza del fasore corrente di stazionamento. Verrà poi discussa una modalità di intervento nell'una e nell'altra eventualità. Questo scopo viene pienamente raggiunto nel procedimento per misurare la velocità del motore a partire da uno stato di frequenza applicata nulla, oggetto
- 10 del presente trovato, che si caratterizza da quanto previsto nelle sotto riportate rivendicazioni e in particolare per il fatto che consiste nell'attivare una funzione di monitoraggio della velocità del motore attraverso la sovrapposizione nelle fasi statoriche di un particolare segnale di saggio (gradino del fasore di stazionamento) e la misurazione degli effetti prodotti.
- 15 Il procedimento verrà ora illustrato a puro titolo esemplificativo e non limitativo con riferimento alle tavole da disegno allegate, in cui:
- La FIG.1 illustra una particolare configurazione dello stato di frequenza applicata nulla, caratterizzata dall'iniezione di una corrente idc nella fase a e dall'estrazione di due correnti $idc/2$ dalle fasi b e c .
 - 20 - La FIG.2 illustra l'andamento della coppia di stazionamento C_{stand} in funzione della velocità del motore ω_r e al variare dell'ampiezza del fasore di stazionamento (idc). La curva fa riferimento ad una simulazione per un motore da $P_n=1250W$ $V_{phase}=16Vac$ $f_c=75Hz$ $p=2$ $Tr=62msec$
 - La FIG. 3 illustra gli effetti di una doppia transizione a gradino del fasore
 - 25 corrente di stazionamento ($ids=idc$ da 0 a 50Adc e successivamente a



100Adc) sulla tensione in quadratura (v_{qs}) ; è il risultato di una simulazione che coinvolge lo stesso motore di cui sopra rotante a una velocità elettrica $\omega_r = 100 \text{rd/sec}$.

- La FIG. 4 illustra gli effetti di una doppia transizione a gradino del fasore corrente di stazionamento ($i_{ds}=i_{dc}$ da 0 a 50Adc e successivamente a 100Adc) sulla tensione in quadratura (v_{qs}); è il risultato di una simulazione che coinvolge lo stesso motore di cui sopra rotante a una velocità elettrica $\omega_r = -100 \text{rd/sec}$.
- La FIG. 5 illustra gli effetti di una doppia transizione a gradino del fasore corrente di stazionamento ($i_{ds}=i_{dc}$ da 0 a 50Adc e successivamente a 100Adc) sulla tensione in quadratura (v_{qs}); è il risultato di una simulazione che coinvolge lo stesso motore di cui sopra rotante a una velocità elettrica $\omega_r = 400 \text{rd/sec}$.
- La FIG.6 illustra la risposta all'oscilloscopio di un motore reale (da $P_n=1250W$ avvolto per $V_{fase}=16Vac$ $f_c=75Hz$ e rotante alla velocità di $\omega_r = -100 \text{rd/sec}$) alla modifica a gradino di i_{dc} da 100Adc a 0; la traccia superiore è la v_b-v_c (2V/div); la traccia inferiore è la corrente di stimolo e stazionamento $i_{as}=i_{dc}$ (50 A/div).
- La FIG.7 illustra la risposta dello stesso motore di FIG.6 (rotante a una velocità di $\omega_r = 100 \text{rd/sec}$) sollecitato da una modifica a gradino di i_{dc} da 100Adc a 0.
- La FIG. 8 illustra la risposta dello stesso motore di FIG.6 (rotante alla velocità di -240rd/sec) alla modifica a gradino di i_{dc} da 100Adc a 0.

Il procedimento di cui sopra va giustificato a livello teorico partendo dal modello dinamico generale del motore ad induzione (da 2.1 a 2.9).



$$\varphi_{qs} = L_S i_{qs} + L_m i_{Qs} \quad (2.1)$$

$$\varphi_{ds} = L_S i_{ds} + L_m i_{Ds} \quad (2.2)$$

$$\varphi_{Qs} = L_R i_{Qs} + L_m i_{qs} \quad (2.3)$$

$$5 \quad \varphi_{Ds} = L_R i_{Ds} + L_m i_{ds} \quad (2.4)$$

$$v_{qs} = R_S i_{qs} + d/dt \varphi_{qs} + \omega \varphi_{ds} \quad (2.5)$$

$$v_{ds} = R_S i_{ds} + d/dt \varphi_{ds} - \omega \varphi_{qs} \quad (2.6)$$

$$0 = R_R i_{Qs} + d/dt \varphi_{Qs} + \omega_R \varphi_{Ds} \quad (2.7)$$

$$0 = R_R i_{Ds} + d/dt \varphi_{Ds} - \omega_R \varphi_{Qs} \quad (2.8)$$

$$10 \quad C_m = \frac{3}{2} p(i_{qs} \varphi_{ds} - i_{ds} \varphi_{qs}) \quad (2.9)$$

Dove:

$\varphi_{qs}, \varphi_{ds}$: componenti del flusso statorico

$\varphi_{Qs}, \varphi_{Ds}$: componenti del flusso rotorico

i_{qs}, i_{ds} : componenti della corrente statorica

15 i_{Qs}, i_{Ds} : componenti della corrente rotorica

v_{qs}, v_{ds} : componenti della tensione statorica

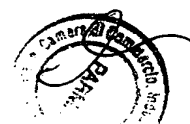
ω : velocità angolare elettrica di rotazione del sistema di riferimento rispetto allo statore

ω_R : velocità angolare elettrica di rotazione del sistema di riferimento rispetto al rotore ($\omega_R = \omega - \omega_r$). Con ω_r velocità elettrica di rotazione del rotore

ω_r : velocità angolare (elettrica) del rotore $\omega_r = p \Omega_r$

Ω_r : velocità all'albero

p : numero coppie polari





- L_s : induttanza statorica
 R_s : resistenza statorica
 L_m : induttanza di magnetizzazione
 L_r : induttanza rotorica
5 R_r : resistenza rotorica
 T_r : costante di tempo rotorica L_r/R_r

La (2.9) è l'espressione generale della coppia istantanea sviluppata dal motore.

- Per l'evidente semplificazione dell'analisi, e senza che ciò leda la generalità,
 10 si è fatto riferimento al modello bifase equivalente del motore trifase, cui si
 approda con la ben nota trasformazione di Clarke (3.1, 3.2).

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} = \mathbf{D} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \end{bmatrix} \quad \text{Con} \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

- 15 e viceversa

$$\begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \end{bmatrix} = \mathbf{D}^{-1} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} \quad \text{Con} \quad \mathbf{D}^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Dove:

i_{qs}, i_{ds} : componenti in quadratura e diretta del fasore corrente statorica nel sistema bifase equivalente avente l'asse ds nella direzione di as .

- 20 i_{as}, i_{bs} : correnti nelle fasi as e bs del motore trifase.

Ai nostri fini interessa vedere come si modifichi il modello dinamico generale (da 2.1 a 2.8) nel caso di applicazione di un fasore di corrente statorica fermo nello spazio. Per semplificare l'analisi, senza ledere la generalità, identificheremo tale fasore con una terna trifase costituita da una corrente i_{dc}



entrante nella fase a e due correnti $idc/2$ uscenti dalle fasi b e c (FIG.1).

Considereremo tale corrente (idc) funzione del tempo.

Applicando le formule trasformazionali di Clarke (3.1) alla terna così definita si approda alle componenti del modello bifase equivalente.

5 $ids=idc$

$iqs=0$

Sostituendo a iqs e ids i loro valori, il modello dinamico generale (da 2.1 a 2.8) per lo stato di frequenza nulla ($\omega=0$) si semplifica in:

$\varphi qs = L_m iQs$ (4.1)

10 $\varphi ds = L_s ids + L_m iDs$ (4.2)

$\varphi Qs = L_R iQs$ (4.3)

$\varphi Ds = L_R iDs + L_m ids$ (4.4)

$vqs = d/dt \varphi qs$ (4.5)

$vds = R_s ids + d/dt \varphi ds$ (4.6)

15 $0 = R_R iQs + d/dt \varphi Qs - \omega r \varphi Ds$ (4.7)

$0 = R_R iDs + d/dt \varphi Ds + \omega r \varphi Qs$ (4.8)

$C_m = \frac{3}{2} p ids \varphi qs$ (4.9)

Elaborando il modello sopra (da 4.1 a 4.8) si approda ad una equazione differenziale lineare del secondo ordine che esprime la dipendenza funzionale

20 della tensione in quadratura (vqs) dalla corrente ids nella fase diretta ($ids=idc$) con $iqs=0$:

$$\frac{1}{\omega r} \frac{dvqs}{dt} + \frac{2}{\omega r Tr} vqs + \frac{1 + \omega r^2 Tr^2}{\omega r Tr^2} \left[\varphi qs(0+) + \int_0^t vqs(t) dt \right] = \frac{Rr Lm^2}{Lr^2} ids$$

(5)

Per completezza potremmo determinare la analoga relazione funzionale $v_{ds}=f(i_{ds})$. La sua analisi però si rileverà più complessa e di peggiore leggibilità. Ci limiteremo perciò allo studio della (5).

L-Trasformando la (5) da stato zero, cioè da condizioni iniziali nulle
5 $(v_{qs}(0+)=0, \varphi_{qs}(0+)=0)$, si approda alla rappresentazione (6) nel dominio di Laplace:

$$V_{qs}(s) = \frac{\omega_r L m^2}{R_r T_r^2} \frac{s}{(s + 1/T_r)^2 + \omega_r^2} I_{ds}(s) \quad (6)$$

La (6) gestisce la risposta (v_{qs}) del nostro motore all'applicazione di una qualunque corrente $i_{ds}(t)$ (purchè nulla $\forall t < 0$) a $i_{qs} \equiv 0$.

10 In particolare ci interessa studiare l'effetto su v_{qs} della transizione a gradino di $i_{ds}(t)$.

Per evidenziare come la procedura di misura in oggetto possa ripetersi dopo breve tempo senza partire necessariamente dallo stato zero, analizzeremo in realtà una doppia transizione a gradino di $i_{ds}(t)$.

15 Applicheremo un primo gradino passando da zero al valore I_{dc0} all'istante $t_0=0$; successivamente transiteremo verso il valore finale I_{dc1} applicato all'istante $t=t_1$. La trasformata di i_{ds} diventa dunque:

$$I_{ds}(s) = \frac{I_{dc0}}{s} + \frac{I_{dc1} - I_{dc0}}{s} e^{-s t_1} \quad (7)$$

20 Sostituendo la (7) nella funzione di trasferimento (6) e antitrasformando otterremo l'espressione nel dominio del tempo della risposta (v_{qs}) alla modifica a gradino di i_{ds} :



$$v_{qs}(t) = \begin{cases} 0 & \forall t < 0 \\ \frac{Lm^2 Idc0}{RrTr^2} e^{-\frac{t}{Tr}} \sin \omega r t & \forall 0 < t < t1 \\ \frac{Lm^2 Idc0}{RrTr^2} e^{-\frac{t}{Tr}} \sin \omega r t + \\ + \frac{Lm^2 (Idc1 - Idc0)}{RrTr^2} e^{-\frac{t-t1}{Tr}} \sin \omega r (t-t1) & \forall t > t1 \end{cases} \quad (8)$$

La seconda riga della (8) rappresenta la risposta al gradino iniziale con cui i_{ds} transita da 0 a $Idc0$. La terza riga della (8) fornisce la risposta al gradino successivo con cui, all'istante $t1$, i_{ds} transita da $Idc0$ a $Idc1$. In entrambi i casi, la v_{qs} reagisce con un'oscillazione smorzata a una frequenza pari alla velocità elettrica del rotore (ωr) e involupata da un esponenziale a costante di tempo $\tau = Tr$ (FIG. 3).

Si vede inoltre come, il transitorio a seguito della prima transizione a gradino di i_{ds} , stia già esaurendosi all'istante $t1$ e la risposta di v_{qs} per la transizione successiva da $Idc0$ a $2Idc0$ ricalchi la precedente benchè lo stato di partenza non sia più lo stato zero iniziale. Basterà dunque conservare un valore fisso di $i_{ds}(t) = Idc0$ per alcune costanti di tempo rotoriche (nella fattispecie poco più di due) per ripristinare una nuova configurazione di regime della coppia v_{qs} , φ_{qs} che risulti adatta ad una successiva transizione a gradino di i_{ds} ; e questo senza necessariamente passare per lo stato zero.

Tale configurazione iniziale compatibile con l'applicazione del procedimento in oggetto è generalizzabile in quella per cui si annulla semplicemente la v_{qs} (mentre il flusso φ_{qs} potrà assumere un valore qualsiasi non necessariamente nullo) ed è facile verificare che si ripristina



come soluzione di regime di ogni precedente transizione a gradino di ids

. La relazione (8) può ulteriormente semplificarsi approssimando all'unità il rapporto Lm/Lr :

5

$$vqs(t) \cong \begin{cases} 0 & \forall t < 0 \\ RrIdc0 e^{-\frac{t}{Tr}} \sin \omega t & \forall 0 < t < t1 \\ RrIdc0 e^{-\frac{t}{Tr}} \sin \omega t + Rr(idc1 - Idc0) e^{-\frac{t-t1}{Tr}} \sin \omega(t-t1) & \forall t > t1 \end{cases} \quad (9)$$

La (9) evidenzia l'estrema leggibilità della risposta (vqs) alla transizione a gradino di ids . In particolare:

- l'ampiezza iniziale dell'involuppo di vqs ($Rr\Delta Idc$) non dipende (o
10 dipende molto poco) dalla velocità (ω), dallo scorrimento ($\omega slip$), dal
livello di saturazione della macchina (cioè dal flusso Φ).
- l'ampiezza iniziale dell'involuppo di vqs ($Rr\Delta Idc$) dipende solo
dall'entità della discontinuità su ids e dalla resistenza rotorica .

Ne consegue che l'ampiezza potenziale del segnale utile è invariante con
15 le condizioni operative del motore. Solo a bassa velocità, i lobi significativi
di vqs , raggiungeranno il massimo quando l'involuppo esponenziale sarà
già degradato. Si potranno perciò misurare velocità a partire da un ordine
di grandezza paragonabile all'inverso della costante di tempo rotorica
($1/2\pi Tr$ = pochi hertz) in su.

20 Inoltre, si vede dalla (9) che, se si inverte la direzione della velocità, anche
il primo lobo di vqs nella risposta a gradino ha segno invertito (FIG.4).

Dall'analisi del segnale vqs , effetto della modifica a gradino di ids , si potrà
risalire alla misura della velocità elettrica (con segno) del rotore come inverso



del periodo T della sinusoide involupata dall'esponenziale ($\omega r = 2\pi/T$). Vedi FIG.3, FIG.4, FIG.5.

L'analisi descritta, riferentesi a un modello bifase, va generalizzata approfondendone quattro aspetti.

- 5 - Si può interpretare il primo livello di corrente (I_{dc0}) come quello corrispondente al fasore di stazionamento propriamente inteso che in un secondo tempo viene fatto transitare temporaneamente verso una diversa ampiezza (I_{dc1}) per indurre gli effetti documentati su v_{qs} . E' altresì ovvio che anche il nuovo livello di corrente (come conseguenza non
10 necessariamente indesiderata), produrrà una coppia di stazionamento propria.
- Le stesse risultanze sono di immediata applicazione a un motore trifase (applicando la trasformazione di Clarke (3.1)). In questo contesto l'effetto della transizione della corrente di stazionamento andrà monitorata sulla
15 tensione concatenata di triangolo $v_{qs}=v_{bc}=v_{bs}-v_{cs}$ (FIG.1).
- Se non è ancora chiaro, la modifica a gradino della corrente di stazionamento i_{ds} va intesa come transizione istantanea tra due livelli diversi di corrente continua qualsiasi; la transizione da un livello di corrente continua a zero ne è solo il caso particolare più intuitivo. Il salto
20 in ampiezza stabilisce l'entità dell'effetto prodotto su v_{qs} .
- Si è proposto un approccio semplificato che identificasse la corrente di stazionamento e di stimolo con la $i_{ds}=i_{as}$ e gli effetti con l'andamento di $v_{qs}=v_b-v_c$ (FIG.1). Giustificheremo come questo non sia un limite alla generalità. Vediamolo.

- 25 Le componenti scalari della rappresentazione bifase, che sinora abbiamo

identificato coi valori delle grandezze elettriche nelle fasi del motore, in una interpretazione più estesa rappresentano le proiezioni dei fasori spaziali prodotti dal motore su un sistema di riferimento bifase qualunque e i cui assi non siano necessariamente sovrapposti alle orientazioni delle fasi statoriche.

- 5 Potremo perciò sempre identificare l'asse d con l'orientamento del fasore di stazionamento e l'asse q con la direzione ad essa in quadratura qualunque esse siano (cioè la configurazione di FIG.1 con $i_{ds}=i_{as}=I_{dc}$ e $i_{qs}=0$ costituisce solo una scelta particolare non vincolante per l'orientazione del fasore di stazionamento) .

- 10 Questo ed altre risultanze, appariranno di più semplice acquisizione dalla descrizione seguente di una preferita ma non esclusiva forma di realizzazione, illustrata a puro titolo esemplificativo e non limitativo nel testo seguente.

- 15 Il procedimento di misura descritto sopra è stato realmente implementato su un motore ad induzione trifase da $P_n=1250W$ $p=2$ coppie polari $V_{fase}=16V$ $f_c=75Hz$ $T_r=63msec$. Impiegando un inverter di potenza a microprocessore si è iniettata una corrente di stazionamento di $I_{dc}=100A$ nella configurazione descritta in FIG.1 (I_{dc} entrante in a ed $I_{dc}/2$ uscente da b e c). Il rotore del motore è stato forzato in movimento ad una velocità nota $\omega_r=-100rd/sec$.

- 20 L'improvvisa interruzione della corrente di stazionamento stimola nel motore, secondo la teoria sopra esposta, una tensione concatenata $v_{qs}=v_b-v_c$ rappresentata in FIG.6. La misura della periodicità di questa tensione seguente l'applicazione del gradino, fornisce la cercata informazione di velocità. Il segno del primo lobo (lobo principale) dopo la transizione a 0 di i_{ds}
- 25 fornisce il segno della velocità.



Le modalità di determinazione del periodo di v_{qs} e del segno dei lobi principale possono essere molteplici. Nella realizzazione in oggetto, e a puro titolo esemplificativo e non limitativo, si è scelta la seguente dinamica di misura.

- 5 Un'unità di elaborazione veloce (microcontroller) controlla il livello di iniezione della corrente di stazionamento (I_{dc}) e provvede all'improvvisa interruzione della stessa aprendo i mezzi ponti dell'inverter. Questa dinamica d'intervento approssima in modo semplice una modifica a gradino del fasore di stazionamento. L'apertura improvvisa dei dispositivi di potenza comporta un
- 10 brevissimo transitorio in cui le correnti statoriche, sostenute dalle sole induttanze disperse statoriche (L_s-L_m), scaricano la loro energia, attraverso i diodi di ricircolo dell'inverter, sulla linea di alimentazione (nella fattispecie una batteria a 24V).

- Subito dopo l'azzeramento delle correnti statoriche, ad interrupt di $125\mu s$
- 15 viene letta la $v_{qs}=v_b-v_c$. Ogni lettura viene numerata con un indice crescente e il suo valore assoluto viene confrontato con il massimo relativo dello stesso segno precedentemente determinato. Vengono memorizzati l'ampiezza del maggiore dei due elementi a confronto (campione attuale e massimo relativo precedente) e il relativo indice in una ricerca continua del massimo assoluto.

- 20 Lo stesso procedimento si applica sia alla ricerca del massimo per i lobi positivi che alla ricerca del massimo per i lobi negativi di v_{qs} .

- Ragionevolmente il processo avrà fine dopo un tempo di rilevamento che avrà come ordine di grandezza la costante di tempo rotorica (T_r). Dopo di che si potrà tornare ad applicare un fasore di stazionamento che potrà essere ad
- 25 esempio lo stesso precedente la misura ovvero il fasore stesso usato per la



misura in attesa che il risultato dell'analisi su v_{qs} consenta di decidere sulla
adeguatezza e utilità del fasore di stazionamento stesso.

Scaduto il transitorio di rilevamento della risposta a gradino di v_{qs} , avremo
memorizzato un massimo positivo con il suo numero di successione ($index_p$)
5 e un massimo negativo con il suo numero di successione ($index_n$). Il periodo
della sinusoide su v_{qs} si calolerà allora come:

$$T = 2 \text{ abs}(index_p - index_n) 125 \mu s \quad (10)$$

Da cui:

$$\text{abs}(\omega r) = 2\pi/T$$

10 Inoltre se:

$$index_p < index_n \Rightarrow \omega r < 0$$

Invece se:

$$index_p > index_n \Rightarrow \omega r > 0$$

Calcolata la ωr con relativo segno si decide se la corrente di stazionamento
15 sia sufficiente o meno. Qualora lo fosse ($\omega r \geq 0$) si può procedere alla sua
riduzione proporzionale, attuando nel contempo ulteriori operazioni di
monitoraggio della velocità e fino all'annullamento definitivo della corrente
stessa.

Qualora invece, la misura di ωr rilevasse il motore mobile, andrà attuata una
20 procedura di recupero del controllo. Anche per la procedura di recupero a
puro titolo informativo e non limitativo si fornisce una modalità esecutiva.

Misurata la velocità di discesa del motore, l'unità di elaborazione in rampa
veloce crescerà la frequenza da zero al valore con segno della velocità
rilevata (resintonizzazione del controllo).

25 Questa transizione potrà essere eseguita, ad esempio, controllando in

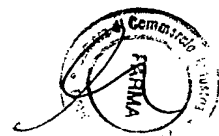


retroazione la corrente statorica ad un'ampiezza fissa. Una volta sintonizzata la frequenza sulla velocità misurata si riattiverà il controllo Sensorless capace di controllare il motore a frequenza non nulla (controllo di linea). Si farà poi calare la frequenza a valori molto bassi (non nulli) per accompagnare il motore a bassissima velocità lungo la discesa col controllo di linea e fino ad una nuova richiesta di marcia ovvero fino a quando la coppia prodotta in linea da frenante non si converta in motrice. (I metodi di stima della coppia in un motore ad induzione sono noti in letteratura). Questa transizione del segno della coppia da frenante a motrice testimonia che la discesa ha avuto termine.

10 Allora si ridurrà la frequenza a zero applicando la corrente di stazionamento e reiniziando la procedura di monitoraggio temporizzato.

Da quanto detto, il procedimento esposto, può inquadrarsi in un contesto più generale di resintonizzazione del sistema (cioè di applicazione di una frequenza prossima alla velocità elettrica del motore una volta nota) ogni qualvolta si abbia una perdita di controllo. La carenza di coppia di stazionamento lungo la discesa ne è solo un caso particolare. Più in generale, ogni qualvolta e per qualsiasi ragione, il sistema si porti a lavorare con uno scorrimento inadeguato (troppo grande: ad esempio per una brusca decelerazione dovuta ad un ostacolo sulla traiettoria o a seguito di una partenza con motore in movimento) con conseguente collasso della coppia motrice, si potrà attuare una procedura di recupero in linea che sfrutti il procedimento di misura della velocità e recupero qui descritto. Si applicherà un fasore di corrente continua che verrà fatto transitare a gradino verso un diverso valore e si analizzeranno gli effetti sulle tensioni statoriche.

25 Si sottolinea, da ultimo, che le modalità di recupero del controllo descritte

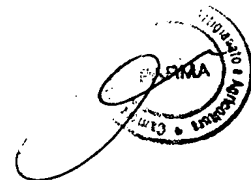




sopra, vanno considerate puramente esemplificative e non limitative e i criteri di riconoscimento di uno stato di perdita di controllo esulano dalla trattazione in oggetto ma sono noti o facilmente determinabili qualora la frequenza applicata non sia nulla.

5

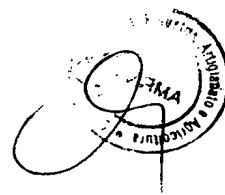
10





RIVENDICAZIONI

1. Procedimento per misurare la velocità di un motore ad induzione operante nello stato di frequenza applicata nulla ed in controllo sensorless caratterizzato dal fatto che sfrutta una transizione a gradino tra due livelli del fasore statico di corrente statorica per indurre effetti elettrici sulle tensioni alle fasi e dalla cui analisi si risale alla velocità del rotore.
2. Procedimento secondo la rivendicazione 1 nello stato di perdita di controllo caratterizzato dal fatto che prevede di passare in un primo tempo dalla frequenza a cui si è perso il controllo, allo stato di frequenza applicata nulla (cioè all'applicazione di un fasore di corrente statorica fermo nello spazio), per poi sfruttare una successiva transizione a gradino verso una diversa ampiezza del fasore corrente statorica per indurre effetti elettrici sulle tensioni alle fasi e dalla cui analisi risalire alla velocità del rotore.
3. Procedimento per il controllo di un veicolo elettrico, azionato da un motore ad induzione, posto su una rampa ad acceleratore rilasciato e caratterizzato dal fatto che partendo dallo stato di frequenza applicata nulla attiva una procedura di verifica ciclica della adeguatezza ed utilità del fasore di stazionamento attraverso la misura ripetuta a tempo della velocità del motore col procedimento della rivendicazione 1.
4. Procedimento per il controllo di un veicolo elettrico secondo la rivendicazione 3 caratterizzato dal fatto che fa degradare con una rampa lenta la corrente di stazionamento verificando ciclicamente la adeguatezza e utilità dei livelli calanti di corrente attraverso la misura



ripetuta della velocità del motore col procedimento della rivendicazione

1.

5 5. Procedimento per il controllo di un veicolo elettrico, azionato da un motore ad induzione, posto su una rampa ad acceleratore rilasciato come dalla rivendicazione 4 e che a seguito di una verifica fallita sull'adeguatezza della corrente di stazionamento recuperi il controllo del motore applicando una frequenza prossima alla velocità misurata e la faccia degradare a rampa verso un valore basso di frequenza per accompagnare il motore lungo la discesa.

10 6. Procedimento per il controllo di un veicolo elettrico, azionato da un motore ad induzione, posto su una rampa ad acceleratore rilasciato come dalla rivendicazione 5 con cui passare allo stato di frequenza applicata nulla quando il segno della coppia sviluppata durante la discesa controllata a bassa frequenza passi da negativa (frenante) a
15 positiva (motrice) per la fine discesa.

7. Procedimento per il controllo di un veicolo elettrico, azionato da un motore ad induzione nello stato di perdita di controllo (alti scorrimenti e basse coppie motrici) come dalla rivendicazione 2 e che recuperi il controllo del motore applicando una frequenza prossima alla velocità
20 misurata per poi consegnare il controllo all'algoritmo di linea che modulerà la frequenza dal valore di risintonizzazione verso il valore comandato dall'acceleratore.

per procura firma del Mandatario

Ing. Fabrizio Dallaglio - Albo N. 325 BM

Fabrizio Dallaglio



PR 20021000074



Ing. Fabrizio Dallaglio
Aibo N. 326 BVI

Fabrizio Dallaglio

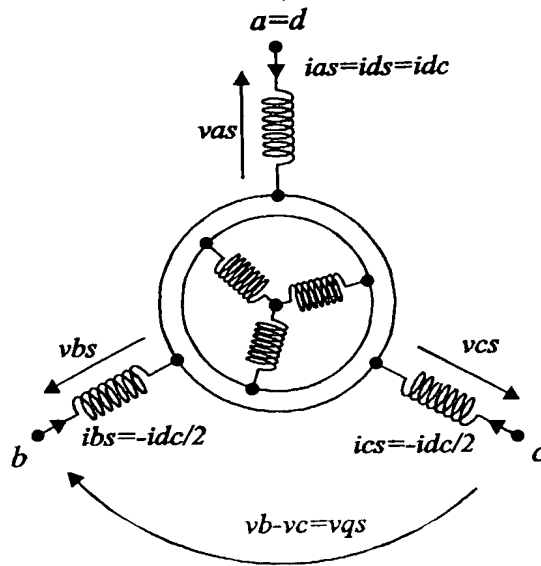


FIG. 1

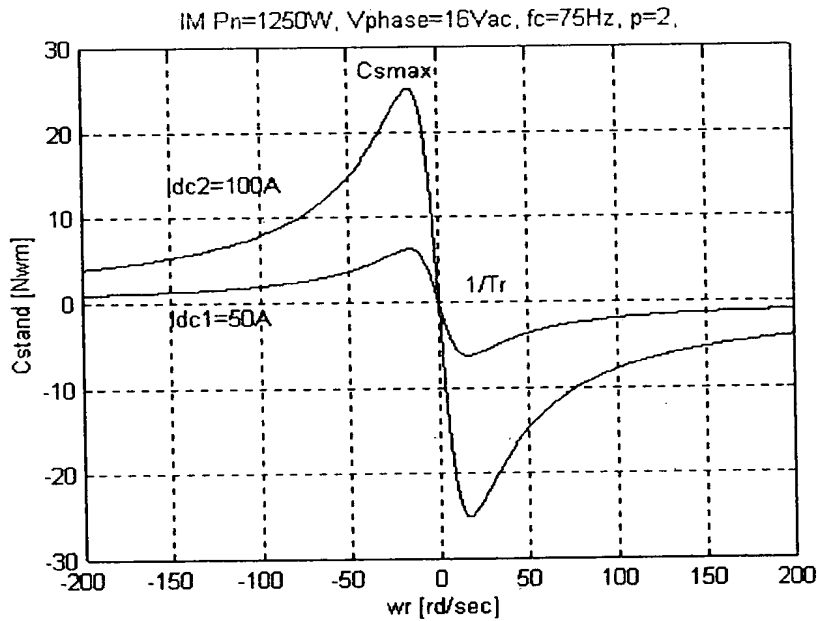


FIG. 2

PR 2002 A000074

Ing. Fabrizio Dallaglio
AIDO N. 325/BIM

Fabrizio Dallaglio

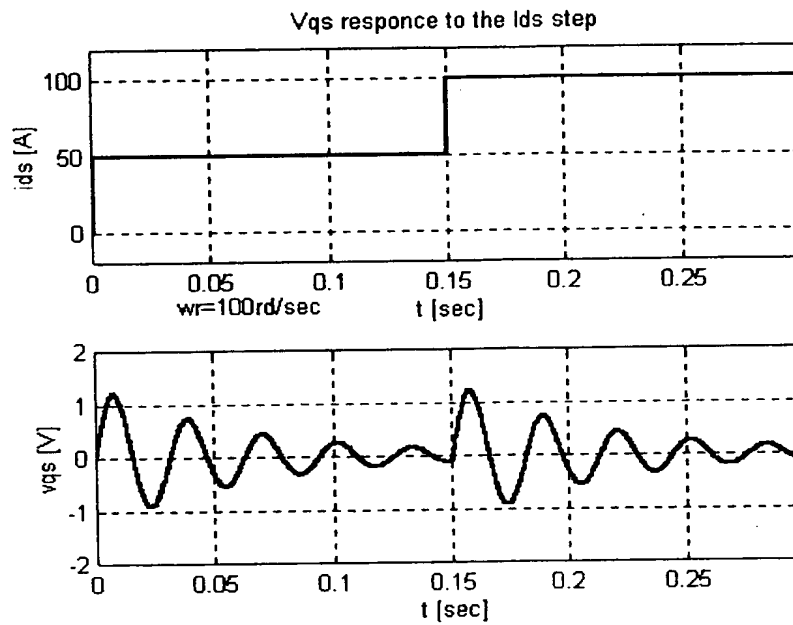


FIG.3

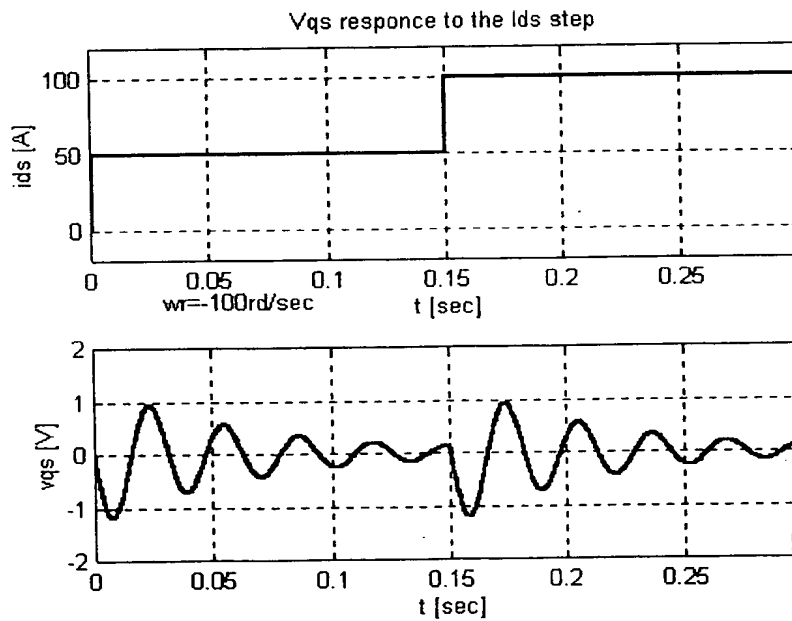


FIG.4



PR 2002/400074



Ing. Fabrizio Dallaglio
AIDU IN. 527 BIMI

Fabrizio Dallaglio

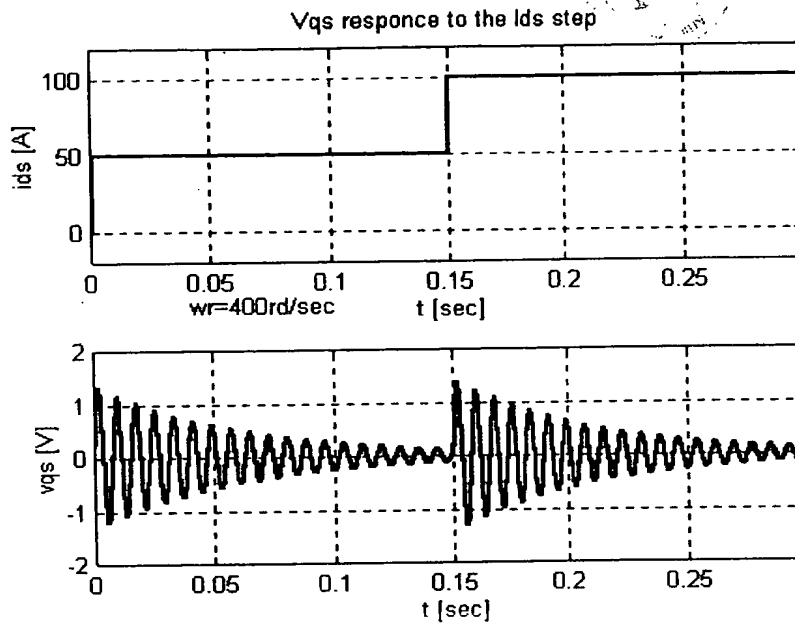


FIG.5

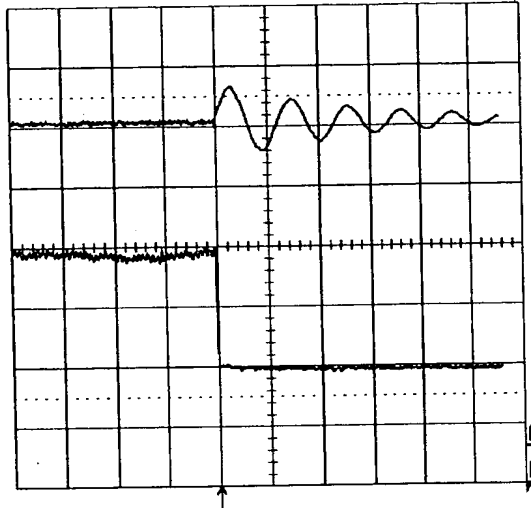
Ing. Fabrizio Dallaglio
Aibo N. 325 BIM

Fabrizio Dallaglio

11-Oct-02
13:58:25

A:Eres(1)===
50 MS
0.50 V

B:Eres(2)===
50 MS
200 mV



50 MS

1 50 mV DC ∞
2 20 mV DC ∞
3 1 V DC ∞
4 .1 V DC

2 DC 2.568 V

50 KS/s

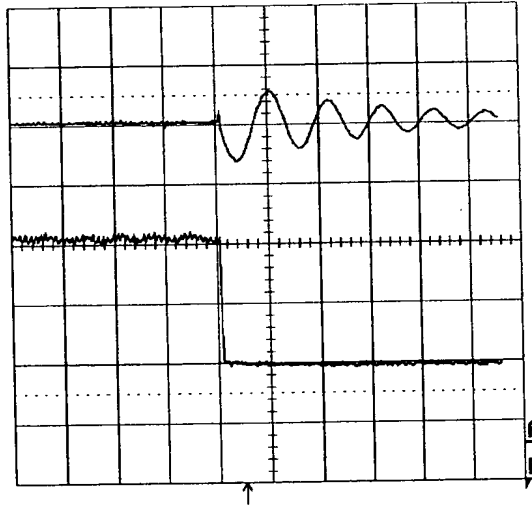
□ STOPPED

FIG.6

11-Oct-02
14:01:22

A:Eres(1)===
50 MS
0.50 V

B:Eres(2)===
50 MS
200 mV



50 MS

1 50 mV DC ∞
2 20 mV DC ∞
3 1 V DC ∞
4 .1 V DC

2 DC 2.568 V

50 KS/s

□ STOPPED

FIG.7

PP 2nd Nov 74

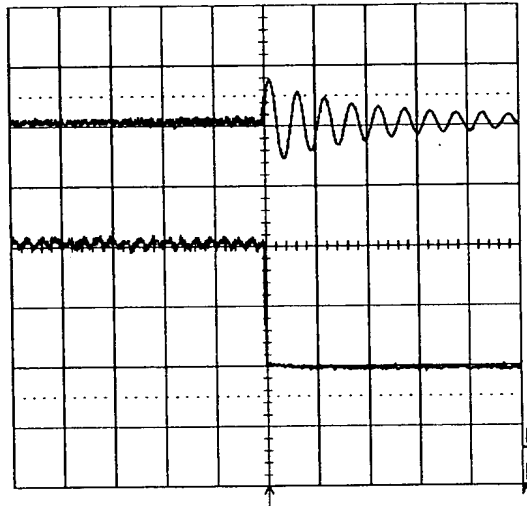
Ing. Fabrizio Dallaglio
Aibo N. 325 BM

Fabrizio Dallaglio

11-Oct-02
14:13:49

A:Eres(1)===
50 MS
0.50 V

B:Eres(2)===
50 MS
200 MV



50 MS

1 50 MV DC
2 20 MV DC
3 1 V DC
4 .1 V DC

2 DC 2.484 V

50 KS/s

□ STOPPED

FIG.8

